

第 11 章 中間周波増幅回路

古橋 武

11.1 [起きている現象](#)

11.2 [理論：中間周波トランス](#)

11.3 [理論：中間周波増幅回路](#)

11.4 [理論：AGC 回路](#)

11.5 [選択度の向上](#)：[遊び](#)

本稿の Web ページ

http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio_note/index.html

11.1 起きている現象

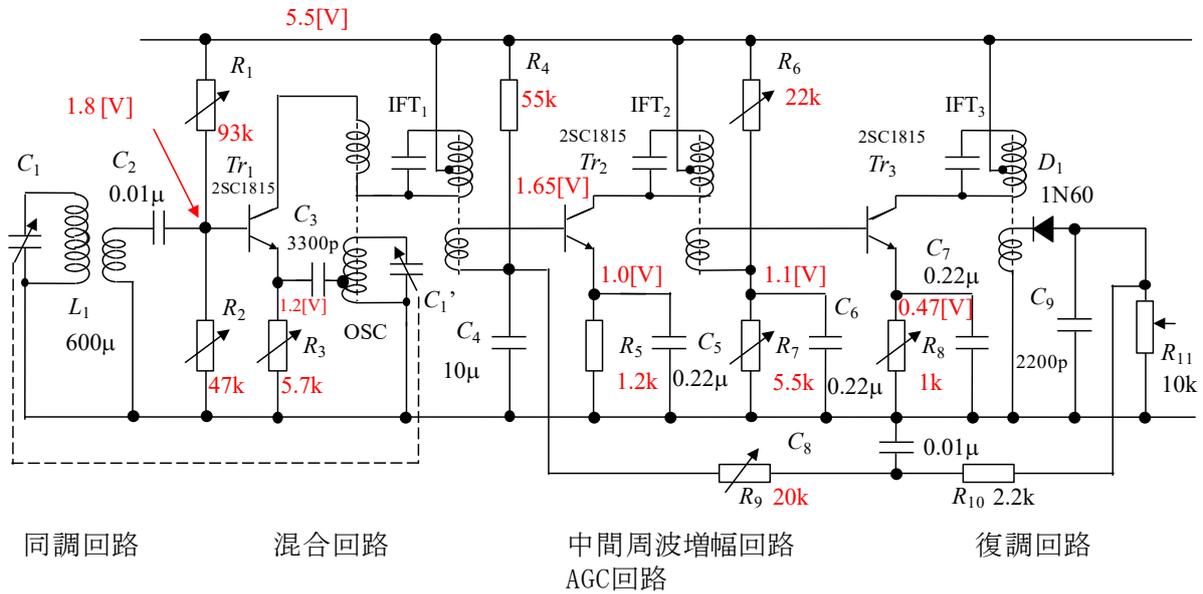


図 11.1.1 スーパーヘテロダイナラジオの回路図の回路定数例

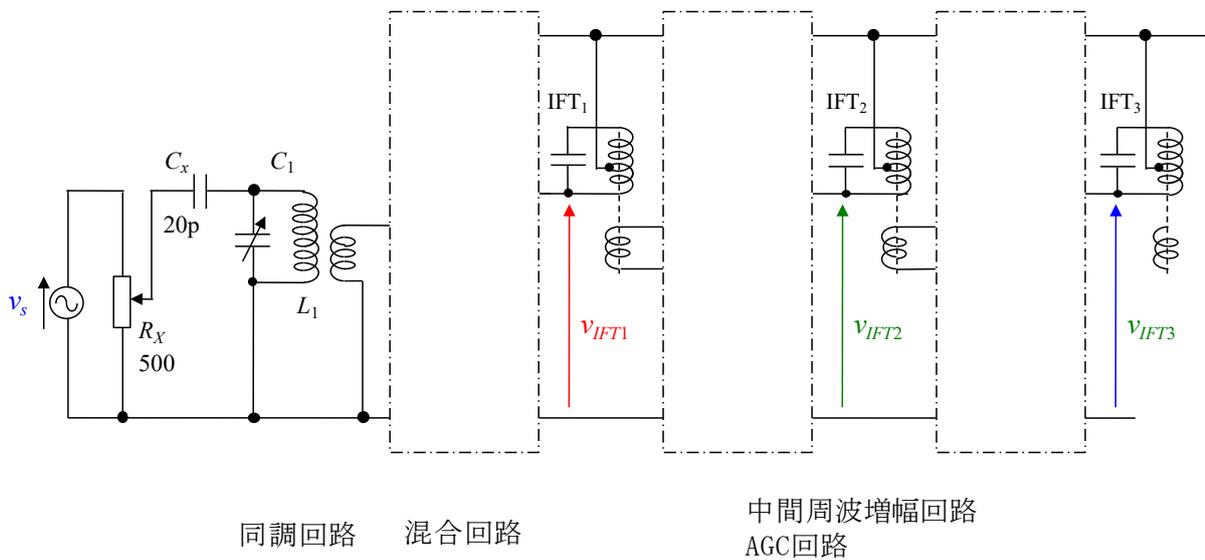


図 11.1.2 AM変調波入力時の各部波形の測定

図 11.1.1 は図 9.1.1 のスーパーヘテロダイナラジオの変調抵抗の実測値の例である。数値はいずれも概略値である。図 11.1.2 に示すように AM 変調波 v_s をコンデンサ C_x を介して同調回路に印加して各部の波形を観測した。抵抗 R_x により変調波の強度を調節できるようにした。中間周波トランス IFT_1 , IFT_2 , IFT_3 の入力電圧波形をオシロスコープにとり、パソコンに取り込んだ。図 11.1.3 は印加した AM 変調波 v_s の波形例である。周波数 $f_c = 700$ [kHz] のキャリア（搬送波） v_c に $f_v = 2$ [kHz] の音声信号 v_v が AM 変調により重畳されている。キ

キャリアの振幅を A_c 、音声信号の振幅を A_v とすると、AM 変調波 v_s は

$$v_s = A_c (1 + A_v \sin(2\pi f_v t)) \sin(2\pi f_c t) \quad (11.1.1)$$

と表される。

この変調波は

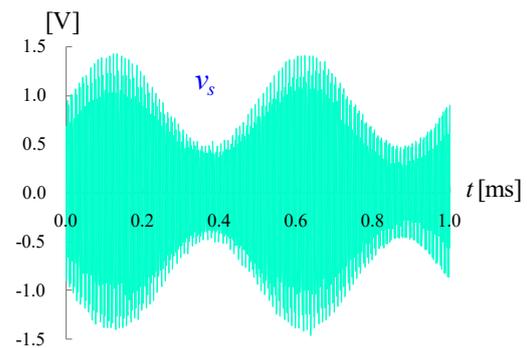


図 11.1.3 AM 変調波の例

$$\begin{aligned} v_s &= A_c \sin(2\pi f_c t) + A_c A_v \sin(2\pi f_v t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= A_c \sin(2\pi f_c t) + 0.5 A_c A_v \{\cos(2\pi (f_v - f_c)t) - \cos(2\pi (f_v + f_c)t)\} \end{aligned} \quad (11.1.2)$$

と変形される。 f_c 、 $f_v - f_c$ 、 $f_v + f_c$ の 3 つの周波数成分からなる。図は $A_c = 1$ 、 $A_v = 0.5$ のときの波形である。音声信号に対してキャリアの信号は周波数が 350 倍であるため、キャリアの波形は塗りつぶされてしまっている。

図 11.1.4 は中間周波トランス IFT_1 、 IFT_2 、 IFT_3 の入力電圧 v_{IFT1} 、 v_{IFT2} 、 v_{IFT3} の波形例である。同図(a)は可変抵抗 R_x を絞る、同調回路に入力する AM 変調波を小さくしたときの各部の波形である。同図(b)は大きくしたときの波形である。混合回路により図 11.1.3 の 700 [kHz]、 700 ± 2 [kHz] の各周波数成分は 455 [kHz]、 455 ± 2 [kHz] の成分に変換されている。見方を変えれば、700 [kHz] のキャリアが 455 [kHz] の中間周波成分に変換され、その振幅が 2 [kHz] の音声信号により AM 変調されている。

同調回路に入力される AM 変調波の大小により、1 段目の中間周波トランス IFT_1 の入力電圧 v_{IFT1} は図 11.1.4(a) と (b) に見られるように大きく変化している。一方、2 段目以降の v_{IFT2} 、 v_{IFT3} には v_{IFT1} ほどの変化は見られない。これは AGC 回路による効果である。AGC 回路は放送波の強弱によりラジオの音量の変化を抑える働きをする。11.4 節にて考察する。

中間周波増幅回路の重要な機能にラジオの選択度の向上がある。ストレートラジオでは電波が遠くまで届きやすい夜間に複数の局が同時に聞こえる混信が起きることがある。また、非常に電波の強い放送局が近くにあると、選局ダイヤルを廻してもほぼ全範囲でその局の放送が入ってしまうことがある。これは 2.2 節の同調回路の周波数特性では聴きたい曲だけを抽出するには十分でないことによる。

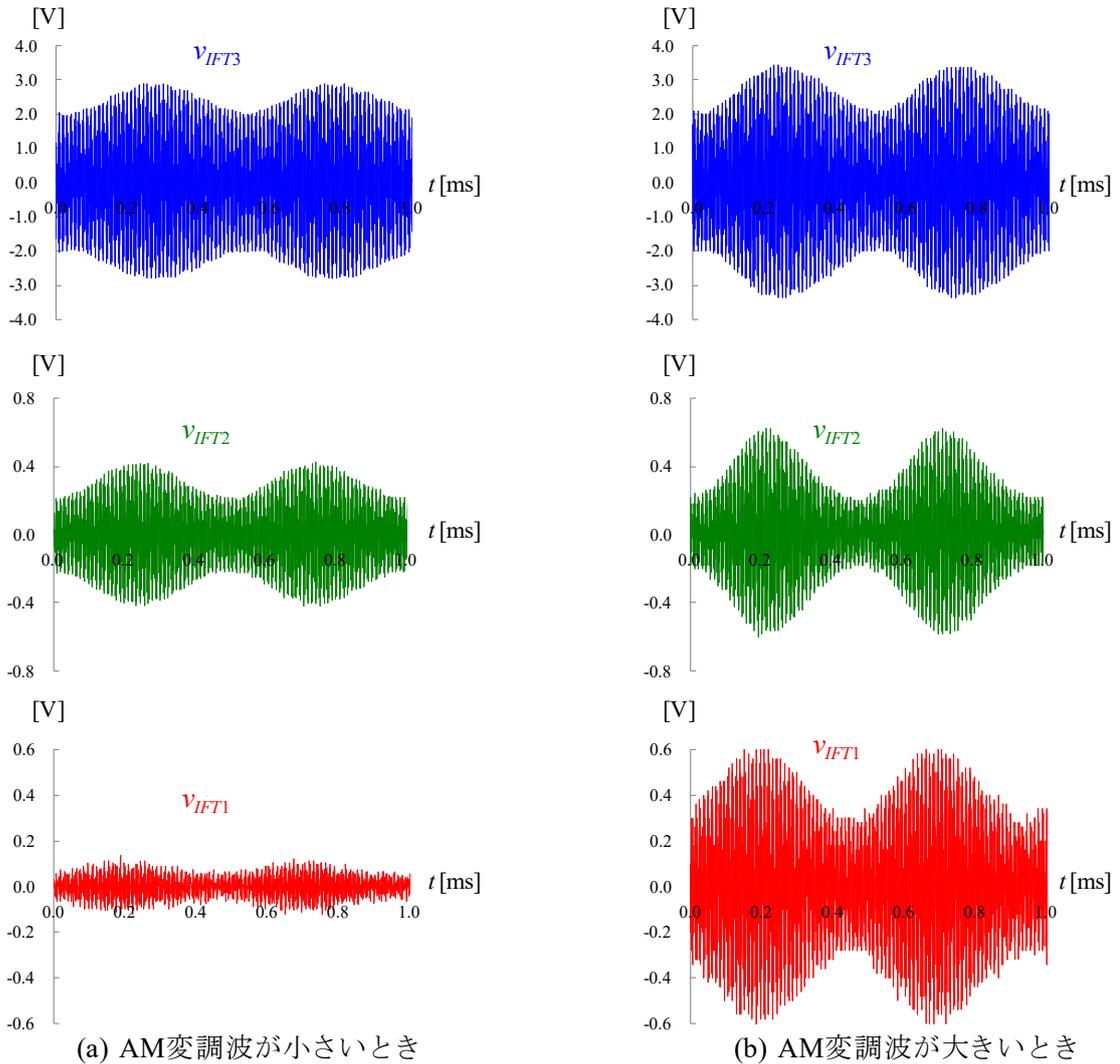


図11.1.4 中間周波トランスの入力波形例

スーパーヘテロダイナラジオの特徴は中間周波増幅回路にある.中間周波トランスを3段に連ね,中間周波増幅回路を2段設けることで高い選択度を実現している. [図 11.1.5](#)に中間周波増幅回路の周波数特性の実測値を示す. 横軸は周波数である. 455 [kHz]を中心に±10 [kHz]の範囲を示してある. 縦軸は455 [kHz]における回路の出力電圧を1としたときの出力電圧の比を[dB]表示してある. 同調回路の出力を赤色, IFT₁, IFT₂, IFT₃の各中間周波トランスの出力をそれぞれ緑色, 青色, 水色で表してある. 縦軸の値 G は中心周波数に対する減衰の度合いを表す. これらの値は, 正確に表現すれば [11.3 節の図 11.3.4](#)の実測値を順次足し合わせて得たものである. 3段目の中間周波トランスの出力において445 [kHz]成分は-50 [dB]であり, これは

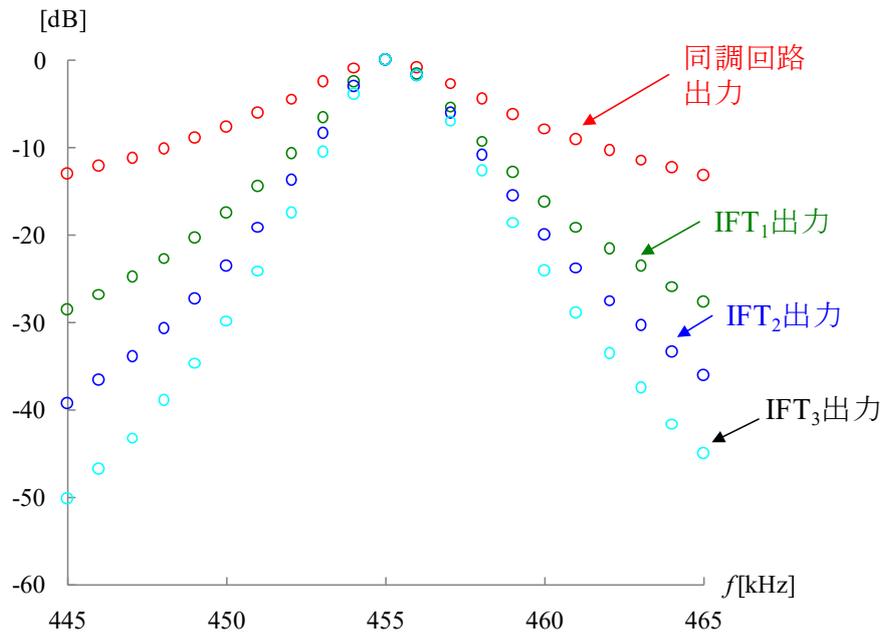


図11.1.5 中間周波増幅回路の周波数特性 (実測値)

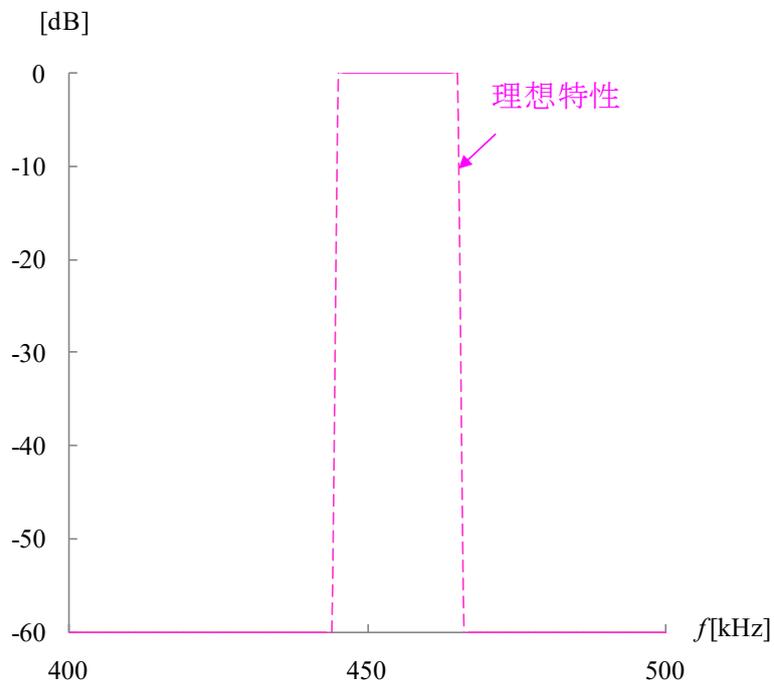


図11.1.6 中間周波増幅回路の理想の周波数特性

$$G = 20 \log_{10} \left(\frac{V_f}{V_{455\text{kHz}}} \right) \quad (11.1.3)$$

ただし、 $V_f : f [\text{kHz}]$ の周波数成分の実効値、

$V_{455\text{kHz}} : 455 [\text{kHz}]$ の周波数成分の実効値

より、

$$\frac{V_f}{V_{455\text{kHz}}} = 10^{-50/20} = \frac{3}{1000} \quad (11.1.4)$$

である。一方、同調回路の出力では 445 [kHz]成分は-13 [dB]であり、

$$\frac{V_f}{V_{455\text{kHz}}} = 10^{-13/20} = \frac{224}{1000} \quad (11.1.5)$$

である。

ちなみに AM ラジオの中間周波増幅回路における理想の周波数特性は[図 11.1.6](#)に示す形状である。これは **455±10[kHz]**の範囲のみを出力する特性である。ここでの「理想」の意味は周波数特性が矩形状をなしていることにある。**±10[kHz]**の値は NHK 名古屋第一の音声信号がこの値近くにまであることから仮に設定した。音声の可聴域は約 20[kHz]であるので、**455±20[kHz]**が本当の理想である。もし、このような周波数帯域をカバーする放送ができ、このような周波数特性を持つラジオが作れば、AM ラジオでも FM ラジオと同等以上の音質を実現できるはずである。現実には、多くの放送局が国内・近隣諸国にひしめき合っている実態がある。一つの放送局が独占する周波数帯域を制限しなければ、ひどい混信を引き起こしてしまう。FM ラジオ放送の周波数は超短波帯にあり、日本では 76-90MHz が使われている。この周波数帯の電波は遠くまで届かないため、占有周波数帯域を広くとることができない。FM ラジオの音質の良さはこの帯域の広さによる。

選択度の定義は、本書では、-60 [dB]以上である周波数帯域を **60dB 帯域幅**とし、この値が小さいほど選択度が高いとする。[図 11.1.7](#)は中間周波増幅回路の周波数特性の計算値である。同調回路は Q 値 = 100 として、455 [kHz]に同調したと仮定して求めた。各段の特性の求め方は [11.2 節](#)に述べる。**60dB 帯域幅**は **1 段目の出力では 130 [kHz]**、**2 段目では 50 [kHz]**、**3 段目では 30 [kHz]**である。同調回路では 60 [dB]の減衰を得ることができない。[図 11.1.6](#)の理想の周波数特性を桃色の破線で示す。この **60dB 帯域幅**は **20 [kHz]**である。[図 9.1.2](#)のスーパーヘテロダインラジオの周波数特性は理想特性に近い。ストレートラジオに馴染んだ人には、この周波数特性を持つラジオのすばらしい選択度に感嘆すると思う。一方、この特性は矩形状からずれた三角形であり、数 kHz 以上の周波数成分をカットしてしまうため音がこもって聞こえてくる。音楽を聴くのには向いていない。**スポーツ中継、ニュース、トーク番組などの情報源としての用途**に向いている。

ストレートラジオの選択度は同調回路のみに依存し、混信に弱い。しかし、昼間は遠くの放送局の電波は弱く、近隣の放送局の電波しか入らないことが多い。このとき、ストレートラジオの音質の良さがいきる。もちろん、FM ラジオの音質とは比較にならないが、スーパーヘテロダイナラジオと聞き比べるとその良さが判る。

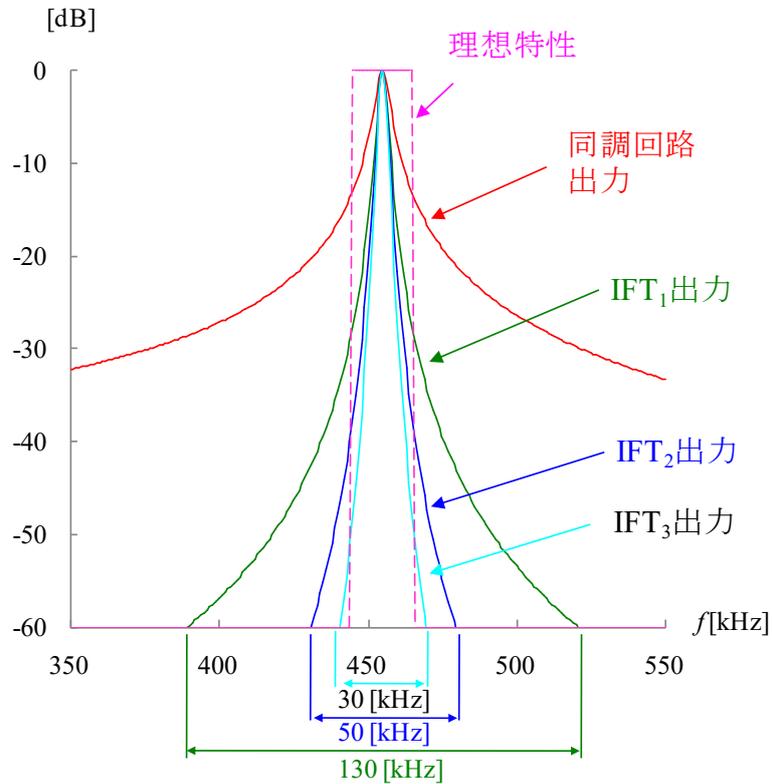


図11.1.7 中間周波増幅回路の周波数特性
(計算値)

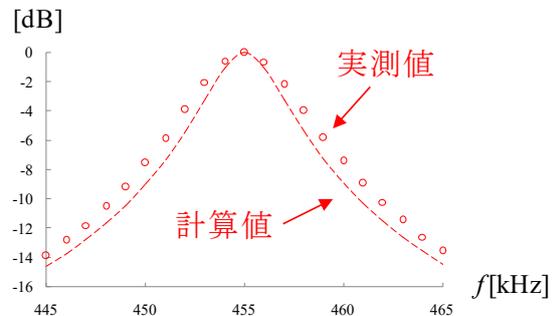
11.2 理論：中間周波トランス

中間周波トランスの周波数特性を個別に測定した結果を図 11.2.1 に示す。測定回路と等価回路を図 11.2.2 に示す。巻数は文献[6]を参照した。中間タップに抵抗 R_{test} を介して発振器をつなぎ、二次側には抵抗 R_x を接続した。中間周波トランスの両端電圧 V_{IFT} と流れ込む電流 I_{IFT} を測定し、インピーダンス Z を算出した。等価回路では電流源 I_s を想定し、両端電圧を求めてインピーダンス Z を計算する設定とした。静電容量は中間タップ側に換算した。

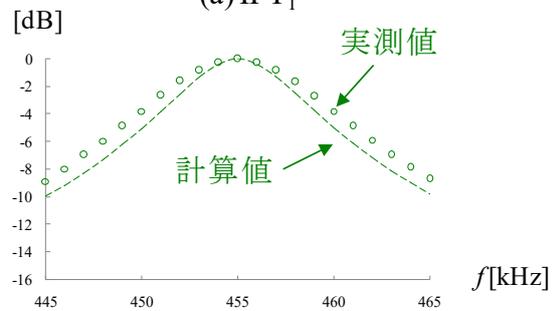
$$C_{CT1} = \left(\frac{N_1}{N_{CT}} \right)^2 C_{IFT1} = \left(\frac{159}{36} \right)^2 182 = 3550 [\text{pF}] \quad (11.2.1)$$

N_1 は一次コイルの巻数であり、 N_{CT} は一次コイルの中間タップした側の巻数である。インダクタンスはこの静電容量に対して 455 [kHz] に共振する設定とした。抵抗値は 455 [kHz] 共振時の実測値である。

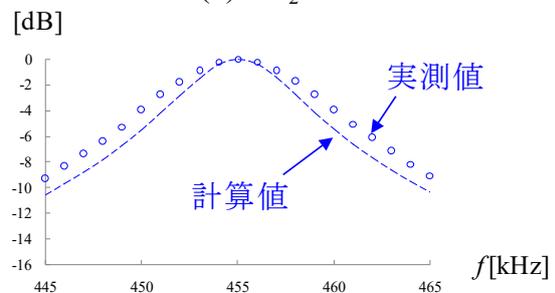
計算値と実測値は概ね一致した。図 11.1.7 の計算値は図 2.2.2 と図 11.2.2 の等価回路を用いて求めた。



(a) IFT₁

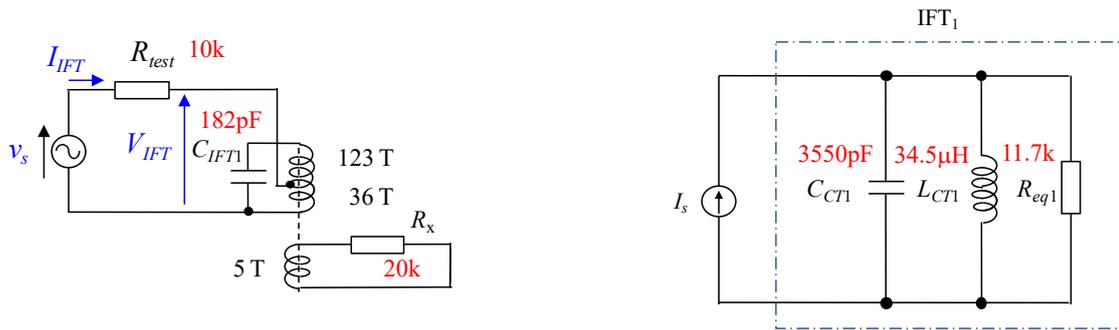


(b) IFT₂

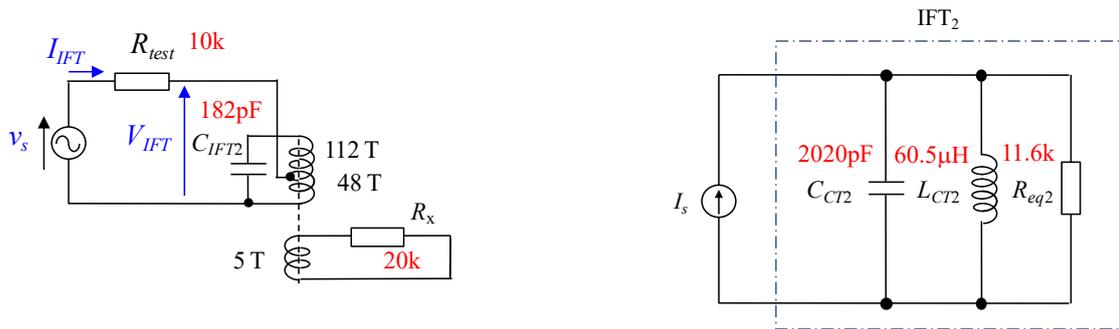


(c) IFT₃

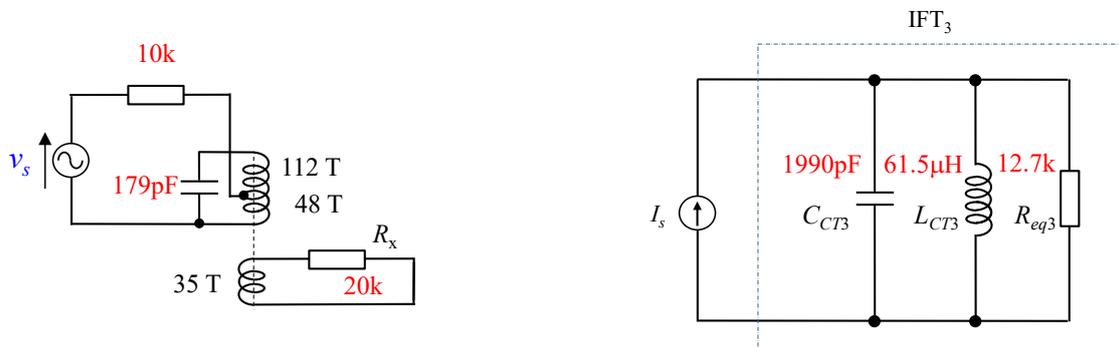
図11.2.1 中間周波トランスの周波数特性



(a) IFT₁(黄)



(b) IFT₂(白)



(c) IFT₃(黒)

図11.2.2 中間周波トランスの周波数特性の測定回路と等価回路

11.3 理論：中間周波増幅回路

中間周波増幅回路は共振回路を負荷とする増幅回路であり，その周波数特性は共振回路の特性でほぼ決まる．中波帯のスーパーヘテロダイナミックラジオでは中間周波数に 455 [kHz] が使われている．[第 3 章](#)のストレートラジオで述べたように，トランジスタに 2SC1815 を用いた増幅回路では 455 [kHz]成分の増幅は容易である．回路解析は [3.4 節](#)の微小信号等価回路でよい．

[図 11.3.1](#) は中間周波トランス IFT_1 の特性の測定回路を示す．同図(a)は混合回路部分の抜粋である．同図(b)は混合回路を改造した測定回路である．トランジスタ T_{r1} のベースに発振器をコンデンサ C_{test} を介して接続し，エミッタ抵抗 R_3 は C_3 の静電容量を大きくして信号成分に対して短絡とした．局部発信回路は除去し， IFT_1 の二次コイル側は抵抗 R_x により終端した．

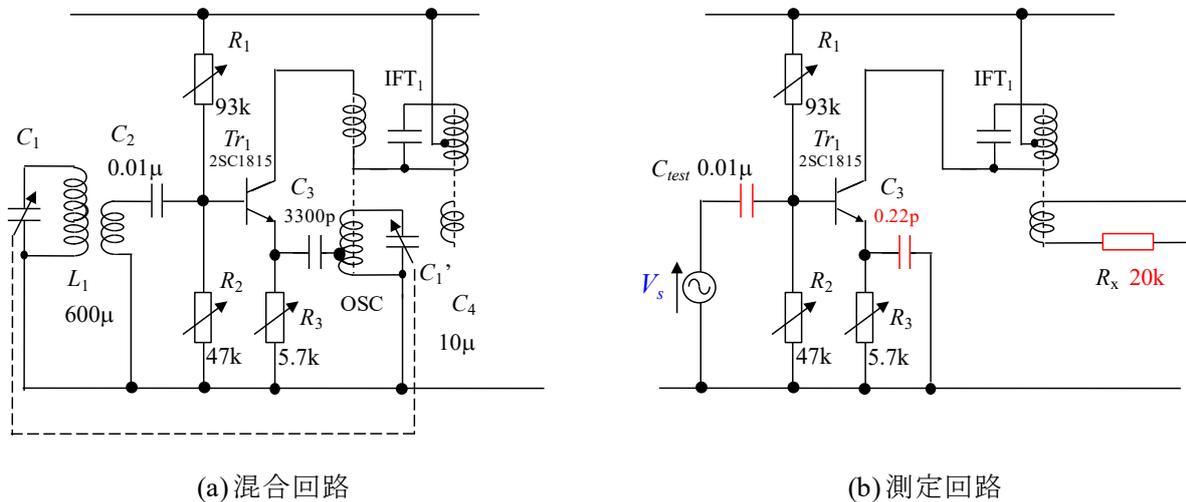


図11.3.1 IFT_1 の特性測定回路

[図 11.3.2](#) は第一段中間周波増幅回路の特性の測定回路である．同図(a)は第一段中間周波増幅回路，復調回路と AGC(Automatic Gain Control)回路の部分の抜粋である．同図(b)が改造した測定回路である．AGC 回路の出力はトランジスタ T_{r2} のベース電位を操作し，この段の増幅度を制御している．AGC 回路の詳細は [11.4 節](#)に述べる．AGC 回路の入力は直流電圧である．そこで，測定回路のように抵抗 R_9 を介して直流電圧 V_{AGC} を印加してある．

[図 11.3.3](#) は第二段中間周波増幅回路の特性の測定回路である．同図(a)は第一段と第二段中間周波増幅回路の部分の抜粋である．同図(b), (c)が改造した測定回路である．(b)では第一段増幅回路を除去し，第二段増幅回路の負荷として，二次コイル側の復調回路と AGC 回路を残してある．(c)では復調回路，AGC 回路も除去して， IFT_3 の二次コイル側を 20 [kΩ] の抵抗で終端してある．(b)の測定回路は， **IFT_3 二次側の負荷が第二段中間周波増幅回路の周波数特性に大きく影響することを確認するため**である．[図 11.2.2\(b\)](#), (c)より， IFT_2 , IFT_3 の一

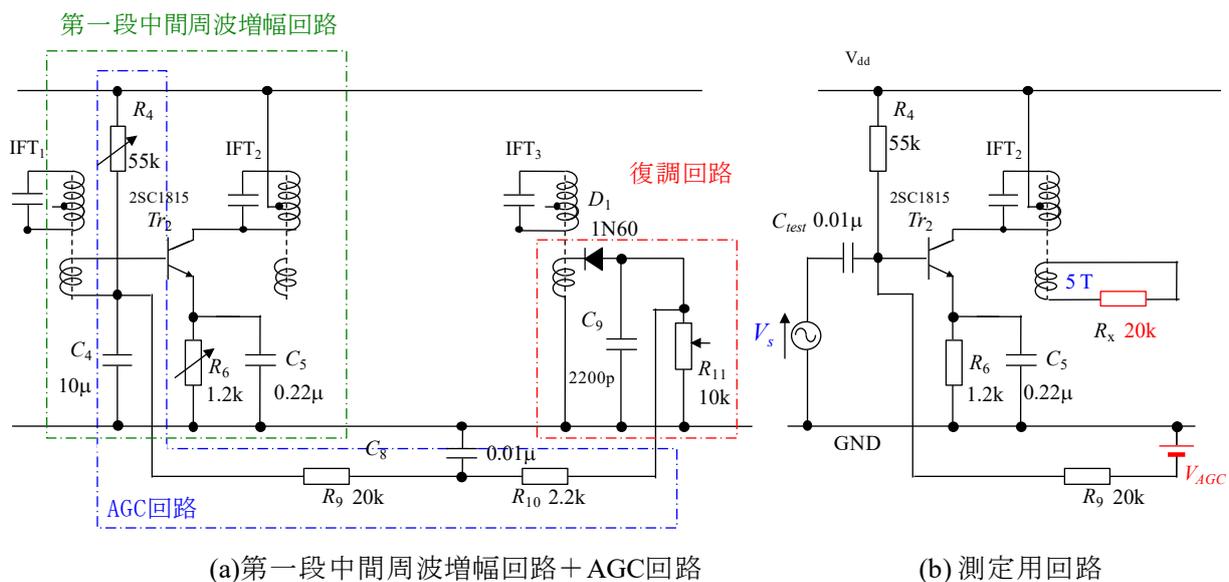


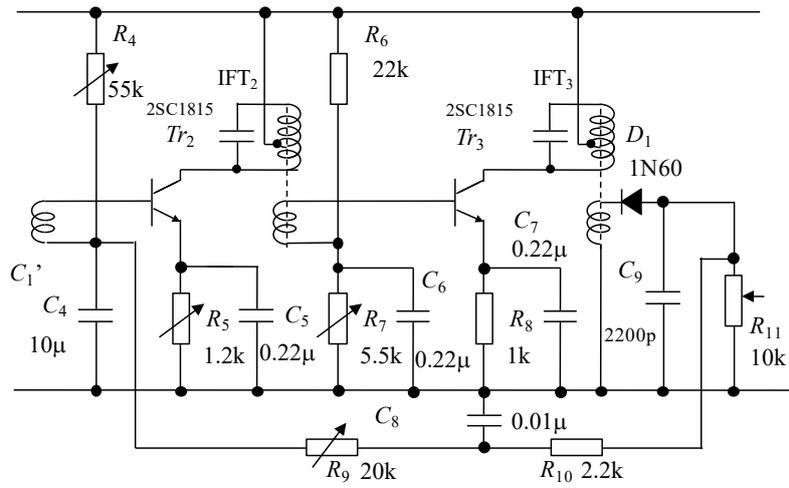
図11.3.2 第一段中間周波増幅回路の特性測定回路

次コイル中間タップから下側の巻数と二次コイルの巻数の比はそれぞれ 48:5, 48:35 である。二次側の抵抗 R_x の一次側中間タップ側への換算値 R_{CTx2} , R_{CTx3} は

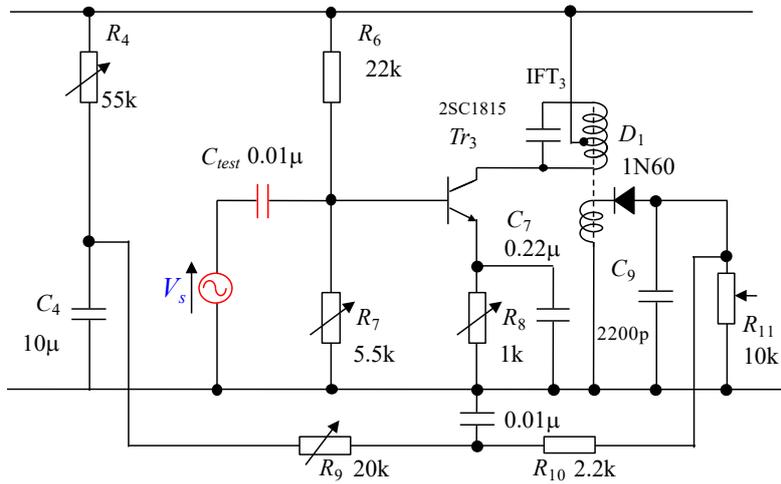
$$R_{CTx2} = \left(\frac{N_{CT}}{N_2} \right)^2 R_x = \left(\frac{48}{5} \right)^2 20 [\text{k}\Omega] = 1.8 [\text{M}\Omega] \quad (11.3.1)$$

$$R_{CTx3} = \left(\frac{N_{CT}}{N_3} \right)^2 R_x = \left(\frac{48}{35} \right)^2 20 [\text{k}\Omega] = 38 [\text{k}\Omega] \quad (11.3.2)$$

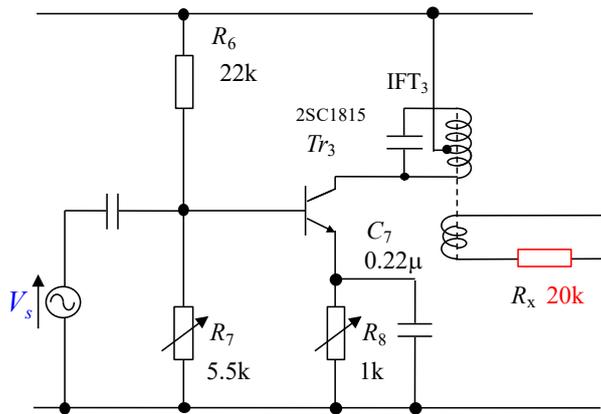
である。図 11.2.2 (c) の等価抵抗値 $R_{eq3} = 12.7 [\text{k}\Omega]$ は (11.3.2) 式の値を含んだ測定値である。



(a)元の回路



(b)復調回路付きの測定回路



(c)復調回路無しの測定回路

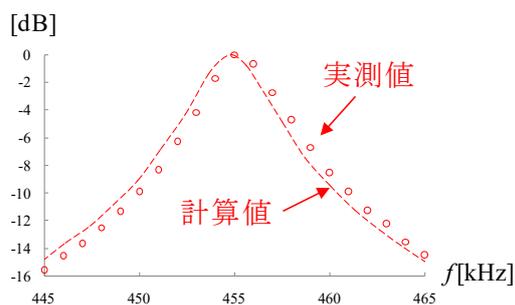
図11.3.3 第二段中間周波増幅回路の特性測定回路

図 11.3.4 に IFT₁, 第一段, 第二段中間 周波増幅回路の周波数特性の計算結果と実測値を示す。いずれも同調点にわずかなずれが見られるが, 概ね一致した結果が得られた。同図(a), (b), (c)の実測値はそれぞれ図 11.3.1 (b), 図 11.3.2(b), 図 11.3.3 (c)の測定回路により得られた結果である。図 11.3.2 (b)の $V_{AGC} = -0.89$ [V]とした。いずれも中間周波トランスの二次コイルを 20 [k Ω]の抵抗で終端した場合である。図 11.1.5 の周波数特性は図 11.3.4 の実測値を足し合わせて得た。

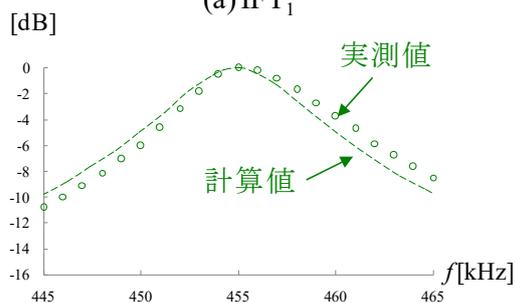
図 11.3.5 は図 11.3.3 (b)の復調回路付きの測定回路の実測値と計算値である。図 11.3.4 (c)の結果との大きな違いは, 負荷抵抗が小さくなることで選択度が著しく悪くなっていることである。IFT₃の二次コイルの巻数を多くした理由は, 選択度を犠牲にしても, 復調回路を駆動するために大きな出力電圧を得ることが優先されたからであろうか?

図 11.3.4, 11.3.5 の計算例を以下に示す。

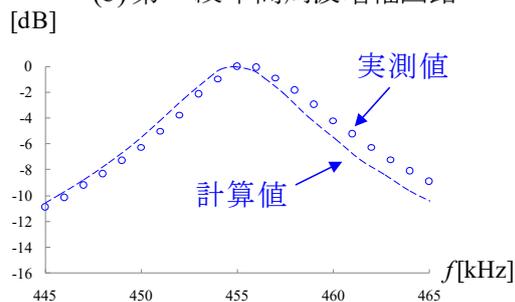
図 11.3.6 は第一段中間周波増幅回路の測定回路における直流電圧の測定値を示す。トランジスタ 2SC1815 に GR タイプを用いた場合の結果である。直流電圧・電流を考える場合, コンデンサ C_{test} , C_5 は絶縁物を挟んで電極が向き合っているだけなので無視できる。また, 中間周波トランスのコイルは導線を巻いただけのものなのでこれも無視できる。図中には実際にラジオ放送を受信できている回路の各部の抵抗値と直流電圧の測定結果を記入してある。各部の電圧はグラウンド(GND)に対する値である。ただし, ベース・エミッタ間電圧はベースとエミッタの電極間の電圧であり, 測定値から算出した。グラウンドに対する 3 箇所の電位が分かれば, 各部の電流を求めることができる。測定時の室温は約 20°Cであった。



(a) IFT₁



(b) 第一段中間周波増幅回路



(c) 第二段中間周波増幅回路

図 11.3.4 IFT₁, 第一段, 第二段中間周波増幅回路の周波数特性

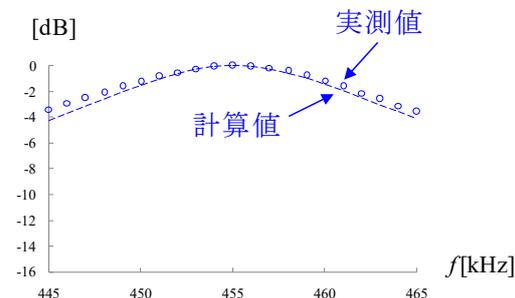


図 11.3.5 第二段中間周波増幅回路の周波数特性 (復調回路付き)

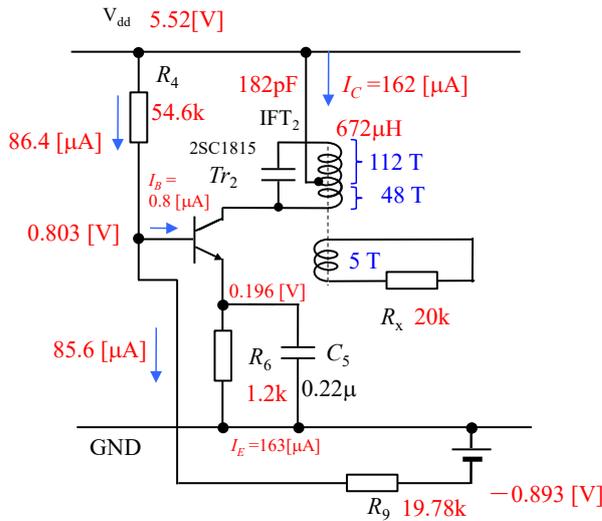


図11.3.6 第一段中間周波増幅回路の特性測定回路

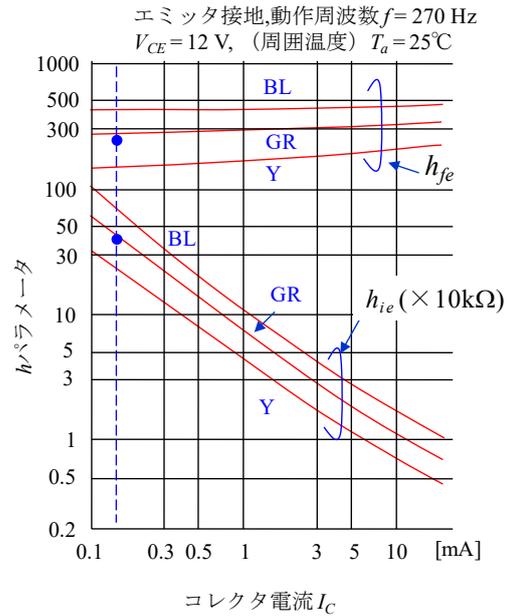


図11.3.7 2SC1815のhパラメータ

図 11.3.7 は 2SC1815 のデータシートから写し取った h パラメータである。用いたトランジスタは GR タイプである。コレクタ電流 $I_C = 0.16$ [mA]、周囲温度 $T_a = 20^\circ\text{C}$ 付近では電流増幅率 $h_{fe0} \approx 260$ 、入力抵抗 $h_{ie} \approx 40$ [k Ω] と読める。3.6 節にならぬ入力抵抗 h_{ie} を求めると次の通りとなる

(3.6.1)式よりエミッタ内部抵抗 r_e は室温約 20 [$^\circ\text{C}$]にて

$$r_e \approx \frac{kT}{q} = \frac{25}{0.16[\text{mA}]} = 160 [\Omega] \quad (11.3.3)$$

である。(3.6.16), (3.6.17)式より入力抵抗 h_{ie} は

$$h_{ie} \approx r_{b'e} = (1 + h_{fe0})r_e = (1 + 260) \times 160 \approx 41[\text{k}\Omega] \quad (11.3.4)$$

と求まる。

図 11.3.8 は第一段中間周波増幅回路の等価回路である。トランジスタを h パラメータで置き換え、コンデンサ C_{test} , C_5 は 455 [kHz]成分に対して短絡と見なしてある。同図(a)では IFT₂ のインダクタンスを 455 [kHz]に共振する値とした。(b)では図 11.2.2 と同様に IFT₂ のインピーダンスを中間タップの下側に換算した。抵抗値 R_{eq2} は実測値である。

並列共振時は静電容量 C_{CT2} とインダクタンス L_{CT2} の合成インピーダンスは無限大となり、この二つの回路要素は無視できる。図 11.3.2 の第一段中間周波増幅回路の測定回路の共振時における電圧増幅度 G_{IF1} [dB]は(3.4.3)式より

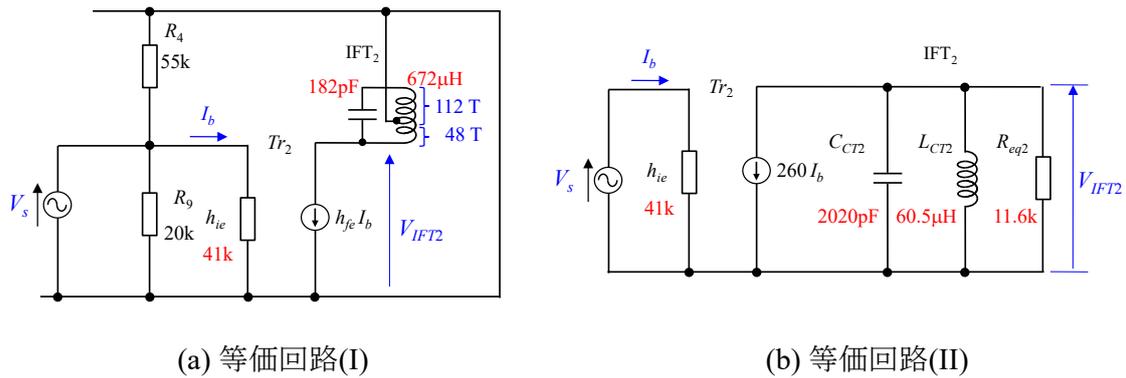


図11.3.8 第一段中間周波増幅回路の等価回路

$$\begin{aligned}
 G_{HF} &= 20 \log \left| \frac{V_{IFT2}}{V_s} \right| \\
 &= 20 \log \frac{R_{eq2} h_{fe}}{h_{ie}} \\
 &= 20 \log \frac{11.6 \times 10^3 \times 260}{41 \times 10^3} \\
 &\approx 37 [\text{dB}]
 \end{aligned}
 \tag{11.3.5}$$

と求められる。

図 11.3.9 は図 11.3.2 の測定回路の実測波形例である。電圧増幅度は 38 [dB]であった。図 11.3.8 (b)の等価回路を用いて、図 11.3.4 (b)の計算値を得た。

図 11.3.1, 図 11.3.3 の測定回路についても同様にして計算値を得た。

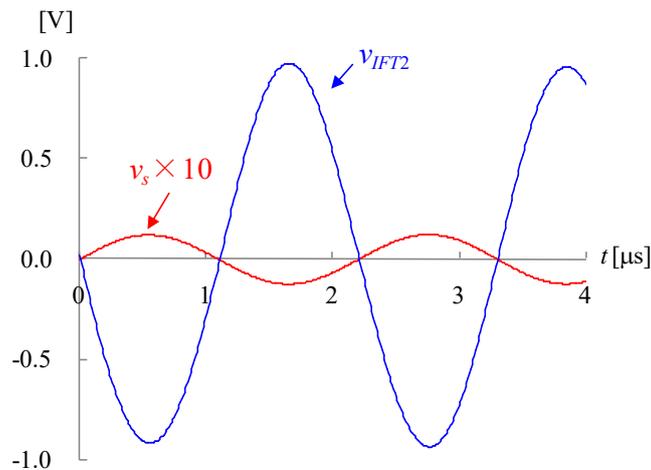


図11.3.9 第一段中間周波増幅回路の実測波形

11.4 理論 : AGC 回路

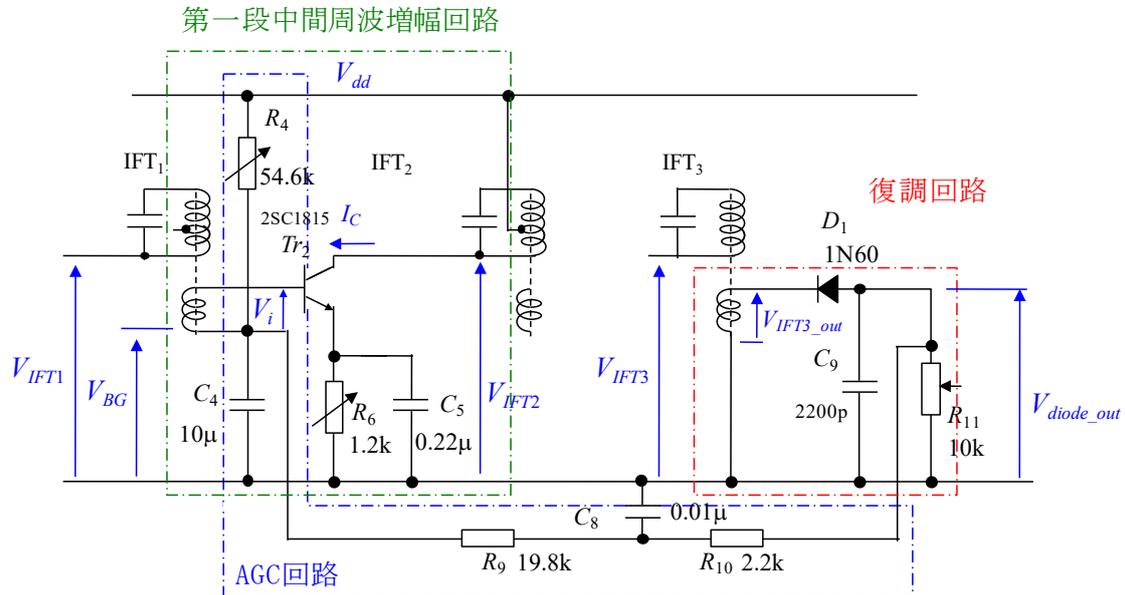


図11.4.1 AGC回路

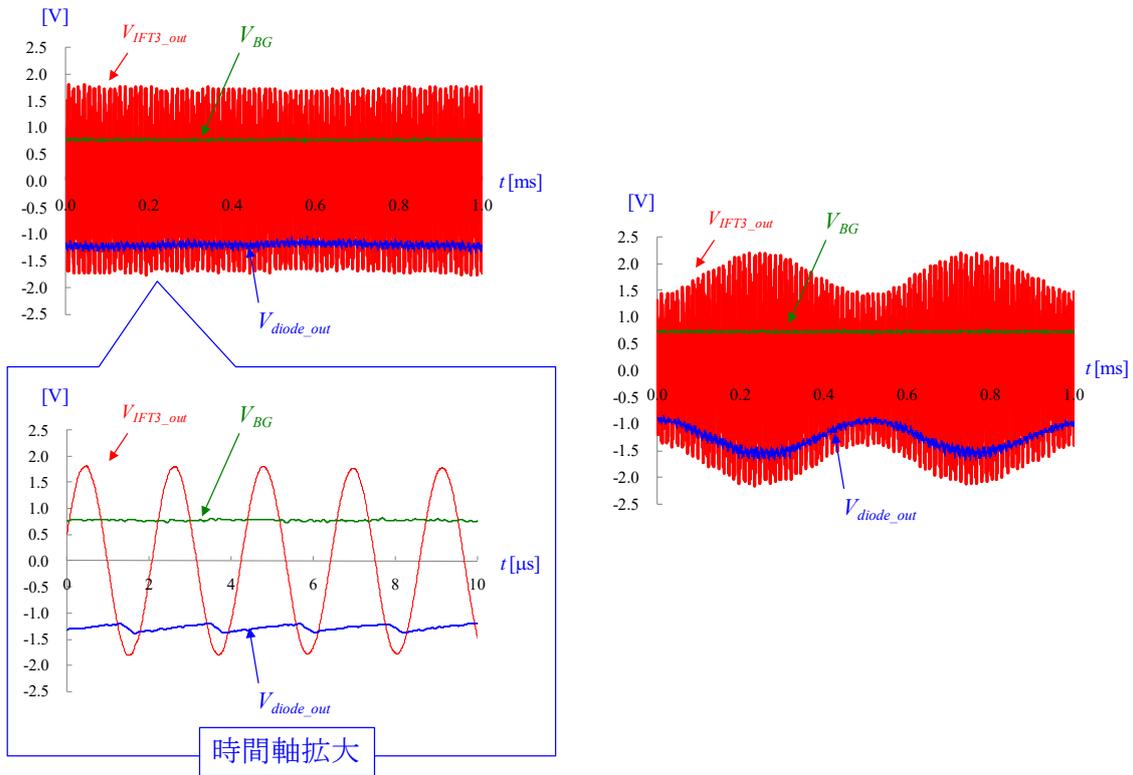
AGC 回路はとらえる電波の強弱に対してスピーカから聞こえてくる音の大きさを一定に保つための回路である。受信する放送局を変える度に音量ボリュームを調節する手間を要なくする。

そのために第一段中間周波増幅回路の電圧増幅度を制御する。図 11.4.1 に AGC 回路とその周辺回路の抜粋を示す。AGC 回路は直流回路である。抵抗 R_9 とコンデンサ C_4 のカットオフ周波数 $f_{\text{cutoff_C4R9}}$ は

$$f_{\text{cutoff_C4R9}} = \frac{1}{2\pi C_4 R_9} = \frac{1}{2\pi \times 10[\mu\text{F}] \times 20[\text{k}\Omega]} \approx 0.8[\text{Hz}] \quad (11.4.1)$$

であり、ダイオード D_1 の出力電圧に含まれる音声信号成分はカットされて、トランジスタ Tr_2 のベース-グラウンド間電圧 V_{BG} には直流電圧成分のみが現れると見なしてよい。

図 11.4.2 は AGC 回路の各部の波形例である。700 [kHz] の放送波信号を受信した場合である。(a) は変調信号がない場合であり、(b) は 2 [kHz] の変調信号が重畳されている場合である。(a) には時間軸を拡大した図を併せて示してある。中間周波トランス IFT₃ の出力電圧 V_{IFT3_out} がダイオード D_1 と C_9 , R_{11} からなる復調回路により検波されて出力電圧 V_{diode_out} が得られている。この直流成分が負となっているのは D_1 の向きによる。 V_{diode_out} に復調に伴う細かなリップル成分が含まれている。(b) では、この V_{diode_out} に 2 [kHz] 信号の復調波がさらに重畳されている。(a), (b) いずれの場合でも V_{BG} には直流電圧成分のみが現れている。



(a) 変調信号無し

(b) 変調信号(2[kHz])あり

図11.4.2 AGC回路の波形例

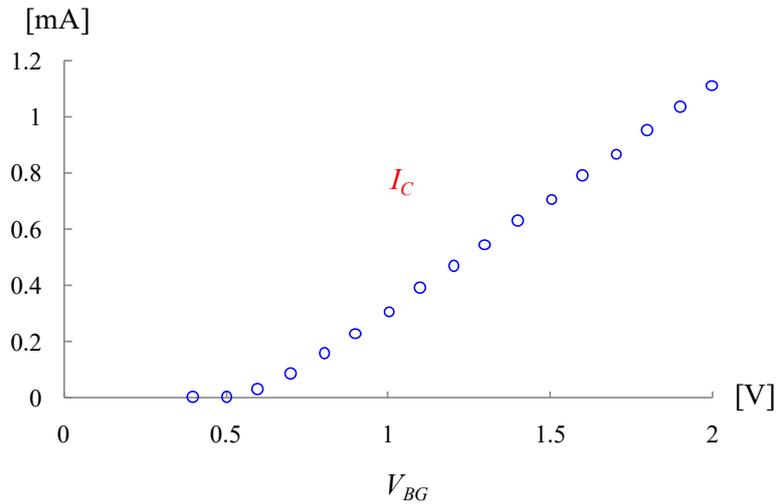


図11.4.3 $V_{BG}-I_C$ 特性

AGC 回路のポイントは直流成分の $V_{BG}-I_C$ 特性である。図 11.4.3 は図 11.4.1 の回路における $V_{BG}-I_C$ 特性の測定結果である。 V_{BG} が 0.5 [V] を超えた辺りからコレクタ電流 I_C が直線的に増加している。直線部分の特性を

$$I_C = a_1 V_{BG} + a_0 \quad (11.4.2)$$

と近似する。 a_1 , a_0 は定数である。

この特性は [図 11.4.4](#) の直流等価回路により説明できる。図中の電圧、電流は直流であり、 h_{iE} , h_{FE} はそれぞれ直流入力抵抗、直流電流増幅率である。トランジスタのベース-エミッタ間電圧 V_{BE} がバイアス電圧 V_{BE0} より大きな値のときの近似等価回路である。この回路において

$$V_{BG} = h_{iE} I_B + R_E (1 + h_{FE}) I_B + V_{BE0} \quad (11.4.3)$$

$$I_C = h_{FE} I_B \quad (11.4.4)$$

が成立するので、両式より V_{BG} と I_C の関係が求められる。

$$\begin{aligned} V_{BG} &= h_{iE} \frac{I_C}{h_{FE}} + R_E (1 + h_{FE}) \frac{I_C}{h_{FE}} + V_{BE0} \\ &= \left(\frac{h_{iE} + R_E}{h_{FE}} + R_E \right) I_C + V_{BE0} \end{aligned}$$

h_{iE} は I_C とともに変化する非線形パラメータである。 h_{FE} は 2SC1815 のデータシートの $h_{FE}-I_C$ 特性によると $I_C > 0.1$ [mA] で I_C によらず一定である。[\(10.2.8\)式](#) の例では $h_{FE} \approx 220$ であった。

$$\frac{h_{iE} + R_E}{h_{FE}} \ll R_E \quad (11.4.5)$$

にて以下の近似式が成立する。

$$V_{BG} \approx R_E I_C + V_{BE0} \quad (11.4.6)$$

[図 11.4.3](#) の結果から $V_{BG} = 0.5$ [V] を超えた辺りから (11.4.5) 式の条件が成立している。図の直線部分の傾きはほぼ $1/R_E$ である。

[\(11.3.5\)式](#) に [\(11.3.3\)](#), [\(11.3.4\)式](#) を代入すると、第一段中間周波増幅回路の電圧増幅度 A_{v1} の絶対値 $|A_{v1}|$ は

$$|A_{v1}| = \frac{R_{eq2} h_{fe0}}{h_{ie}} = \frac{R_{eq2} h_{fe0}}{(1 + h_{fe0}) \frac{25}{I_C}} \approx \frac{R_{eq2}}{25} I_C \quad (11.4.7)$$

である。さらに、(11.4.2)式を代入すると

$$|A_{v1}| \approx \frac{R_{eq2}}{25} (a_1 V_{BG} + a_0) \quad (11.4.8)$$

となり、**電圧増幅度は V_{BG} に比例する** ことが分かる。ここで、 A_{v1} は 455 [kHz] の信号成分の

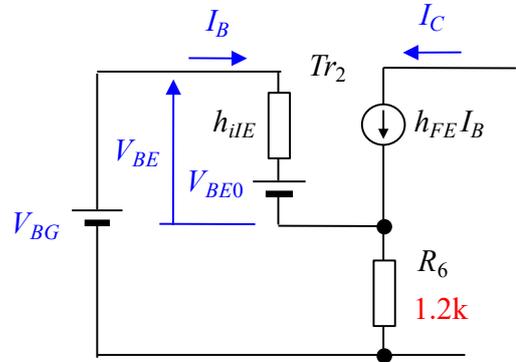


図11.4.4 第1段中間周波増幅回路の直流等価回路

実効値 V_{i_rms} から IFT₂ の一次側の電圧の実効値 V_{IFT2_rms} までの電圧増幅度である。

そこで、 V_{i_rms} (実効値) から復調回路の出力電圧 V_{diode_out} の平均値 $\overline{V_{diode_out}}$ との間の電圧増幅度 $A_{v2}A_{v1}$ の絶対値 $|A_{v2}A_{v1}|$ を実測した。図 11.4.5 にその結果を示す。 $A_{v2}A_{v1}$ は $V_{BG} > 0.5$ [V]にてほぼ直線で近似できることが分かる。ここで A_{v2} は V_{IFT2_rms} から $\overline{V_{diode_out}}$ までの電圧増幅度である。

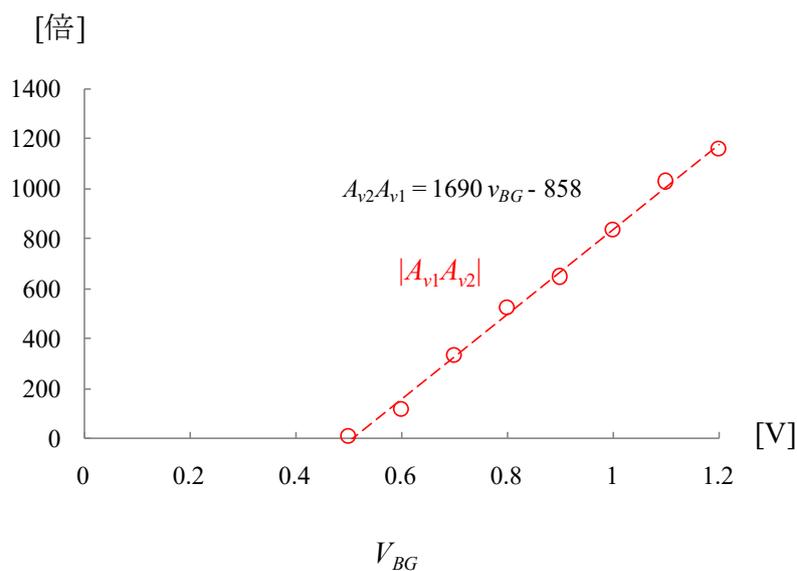


図11.4.5 $V_{BG}-A_{v1} A_{v2}$ 特性

$\overline{V_{diode_out}}$ と V_{i_rms} の関係は次式で表される。

$$\overline{V_{diode_out}} = -|A_{v1}A_{v2}|V_{i_rms} \quad (11.4.9)$$

(11.4.8)式を代入すると

$$\overline{V_{diode_out}} \approx -\left|\frac{R_{eq2}}{25}(a_1V_{BG} + a_0)A_{v2}\right|V_{i_rms} \quad (11.4.10)$$

と求められ、図 11.4.5 から各パラメータを

$$\begin{aligned} \overline{V_{diode_out}} &\approx -(A_1V_{BG} + A_0)V_{i_rms} \\ &= -(1690V_{BG} - 858)V_{i_rms} \end{aligned} \quad (11.4.11)$$

と決定できる。

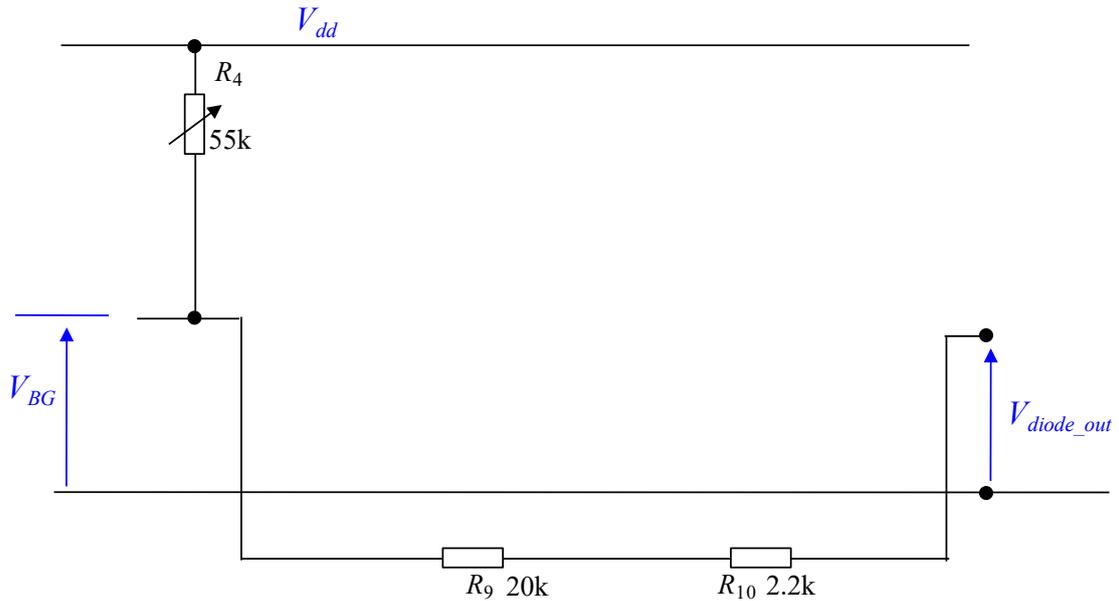


図11.4.6 AGC回路

$\overline{V_{diode_out}}$ は AGC 回路を通して V_{BG} にフィードバックされる. 図 11.4.6 に直流成分に関する素子のみを抜粋して示す. 図において

$$\begin{aligned} V_{BG} &= (V_{dd} - \overline{V_{diode_out}}) \left(\frac{R_9 + R_{10}}{R_4 + R_9 + R_{10}} \right) + \overline{V_{diode_out}} \\ &= \alpha \overline{V_{diode_out}} + \beta \end{aligned} \quad (11.4.12)$$

ただし,

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{R_4}{R_9 + R_9 + R_{10}} = \frac{54.6}{54.6 + 22} = 0.713 \\ \beta &= \frac{R_9 + R_{10}}{R_4 + R_9 + R_{10}} V_{dd} = \frac{22}{54.6 + 22} \times 5.52 = 1.59 \end{aligned}$$

である. (11.4.11)式に代入すると

$$\begin{aligned} \overline{V_{diode_out}} &= -A_1 (\alpha \overline{V_{diode_out}} + \beta) V_{i_rms} - A_0 V_{i_rms} \\ (1 + A_1 \alpha V_i) \overline{V_{diode_out}} &= -(A_1 \beta + A_0) V_{i_rms} \end{aligned}$$

これより

$$\overline{V_{diode_out}} = -\frac{A_1 \beta + A_0}{1 + A_1 \alpha V_i} V_{i_rms} \quad (11.4.13)$$

よって, $V_{i_rms} \ll \frac{1}{A_1\alpha} = \frac{1}{1690 \times 0.713} = 0.83 [\text{mV}]$ のとき

$$\overline{V_{diode_out}} = -(A_1\beta + A_0)V_{i_rms} = -(1690 \times 1.59 - 858)V_{i_rms} = -1830V_{i_rms} \quad (11.4.14)$$

$V_{i_rms} \gg \frac{1}{A_1\alpha} = 0.83 [\text{mV}]$ のとき

$$\overline{V_{diode_out}} = -\frac{A_1\beta + A_0}{A_1\alpha V_i} V_{i_rms} = -\frac{A_1\beta + A_0}{A_1\alpha} = -\frac{1830}{1690 \times 0.713} = -1.52 \quad (11.4.15)$$

$$V_{BG} = \alpha \overline{V_{diode_out}} + \beta = 0.713 \times (-1.52) + 1.59 = 0.51 \quad (11.4.16)$$

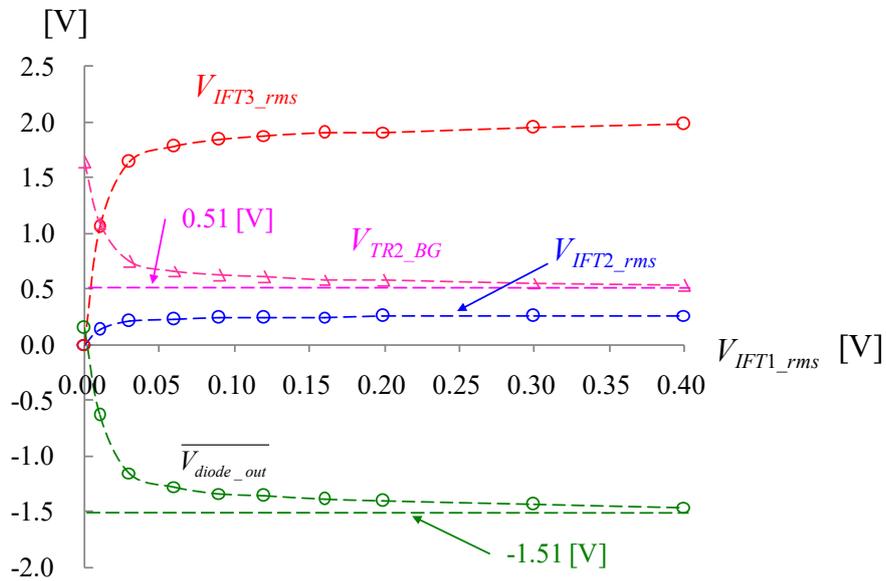


図11.4.7 AGCの効果

図 11.4.7 は AGC の効果を確認する実験結果を示す。図 11.1.1 の回路において中間周波トランスの一次コイル側 V_{IFT1} に 455 [kHz] の電圧を印加し, V_{IFT2} , V_{IFT3} , $\overline{V_{diode_out}}$, V_{BG} を計測した。横軸は V_{IFT1} の実効値 V_{IFT1_rms} であり, 縦軸が V_{IFT2} , V_{IFT3} の実効値 V_{IFT2_rms} (青), V_{IFT3_rms} (赤) および $\overline{V_{diode_out}}$ (緑), V_{BG} (桃) である。 $\overline{V_{diode_out}}$, V_{BG} は直流電圧である。 V_{IFT1_rms} が小さいとき, すなわち

$$V_{IFT1_rms} \ll \frac{1}{A_1\alpha} \left(\frac{N_{CT}}{N_2} \right) = 0.83 [\text{mV}] \times \left(\frac{36}{5} \right) = 6 [\text{mV}]$$

であるときには V_{IFT2_rms} , V_{IFT3_rms} は V_{IFT1_rms} とともに増大し, $V_{IFT1_rms} \gg 6[\text{mV}]$ にて飽和している. $\overline{V_{diode_out}}$, V_{BG} はそれぞれ(11.4.15), (11.4.16)式の値に近い値へと漸近している.

以上から分かることは, 信号成分 V_{i_rms} が小さいときには復調回路の出力電圧の平均値 $\overline{V_{diode_out}}$ は V_{i_rms} に比例して変化する. V_{i_rms} が大きいときには一定値に飽和し, このとき 455 [kHz]の信号の出力は受信電波の強弱にかかわらずほぼ一定となる. すなわち, 受信電波が強くなるほど中間周波増幅回路の電圧増幅度は低く抑えられる. AGC 回路のカットオフ周波数は(11.4.1)式より 0.8 [Hz]である. AGC 回路は受信電波のゆっくりとした変化に追従する. 例えばチャンネル選択, フェージングなどによる受信電波の強弱に対応する. 音声信号のような速い変化には追従しない. 従って, 音声信号成分に対する増幅度がキャリア信号の強弱により決定される. 図 11.1.4 に見たように同図(a)と(b)では v_{IFT1} の振幅に大きな差があるにもかかわらず, v_{IFT2} , v_{IFT3} の振幅においては差が縮まっている.

11.5 選択度の向上：遊び

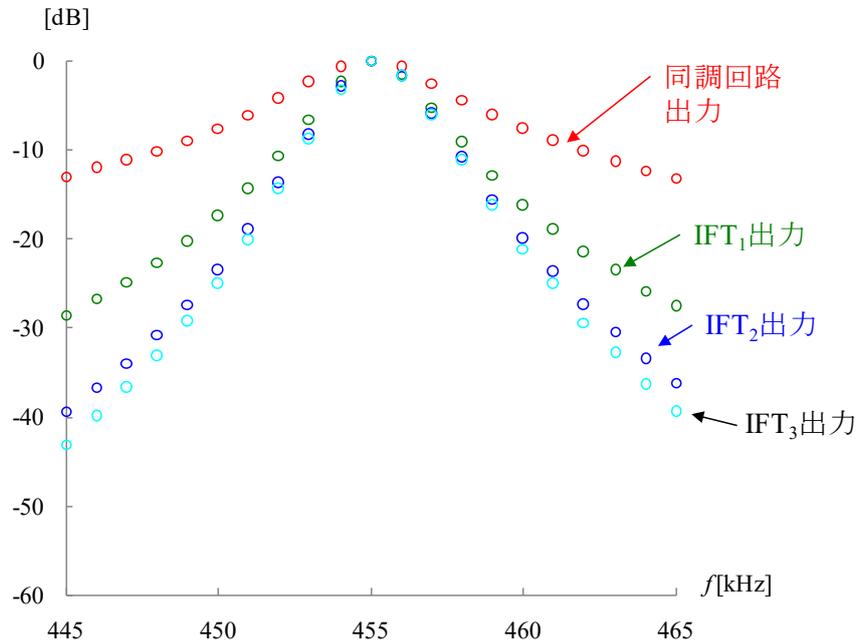


図11.5.1 中間周波増幅回路の周波数特性
(実測値，復調回路付き)

図 11.3.5 の特性が気になっている．中間周波トランス IFT₃ の負荷は復調回路であり，これが重すぎて，第 2 段中間周波増幅回路による選択度の向上は少ない．この様子を図 11.5.1 に示す．第 2 段中間周波増幅回路の出力が IFT₃ の出力である．

図 11.5.2 は選択度の向上案である．IFT₃ の二次コイルと復調回路の間に**エミッタフォロワ回路**を挿入してある．電源をもう一つ必要とする点で実用的ではないが，AGC 回路を生かしながら簡便に選択度の向上を実現できる回路である．エミッタフォロワ回路の入力抵抗は大きく，第二段中間周波増幅回路の負荷抵抗は図 11.3.3 の測定回路の R_x より大きな値となり，図 11.1.5 の周波数特性よりもさらにより**選択度**が得られる．

図 11.5.3 はエミッタフォロワ回路の等価回路である．この図において

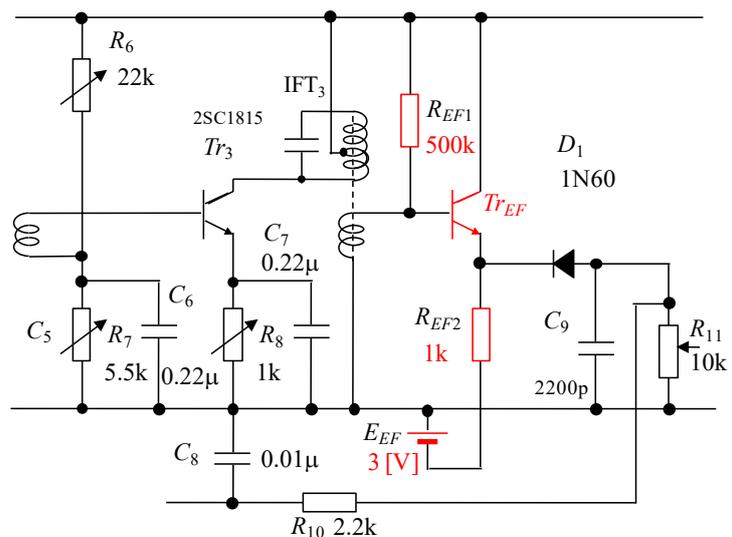


図11.5.2 選択度向上案

$$V_{IFT3_out} = h_{ie}I_b + (R_{EF2} // R_{復調回路})(1 + h_{fe})I_b \quad (11.5.1)$$

であるので，入力抵抗 Z_{EF} は

$$Z_{EF} = R_{EF1} // \frac{V_{IFT3_out}}{I_b} = R_{EF1} // (h_{ie} + (R_{EF2} // R_{復調回路})(1 + h_{fe})) \quad (11.5.2)$$

である．ここで，エミッタフォロワ回路のエミッタ抵抗 R_{EF2} と復調回路の抵抗分 $R_{復調回路}$ の並列抵抗値は $500 [\Omega]$ 程度である．よって

$$h_{ie} + (R_{EF2} // R_{復調回路})(1 + h_{fe}) > 500 [\Omega] \times 250 = 125 [\text{k}\Omega] \quad (11.5.3)$$

$$Z_{EF} > 500 [\text{k}\Omega] // 125 [\text{k}\Omega] = 100 [\text{k}\Omega] \quad (11.5.4)$$

と求められる．

気に入ったら試してみられたい．

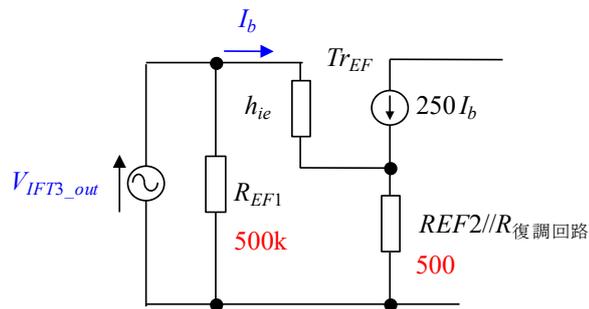


図11.5.3 エミッタフォロワ回路の等価回路

2010年1月

著者： 古橋 武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻

furuhashi at nuee.nagoya-u.ac.jp

本稿の内容は，著作権法上で認められている例外を除き，著者の許可なく複製することはできません．